

15This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

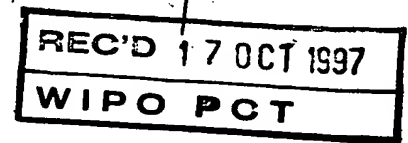
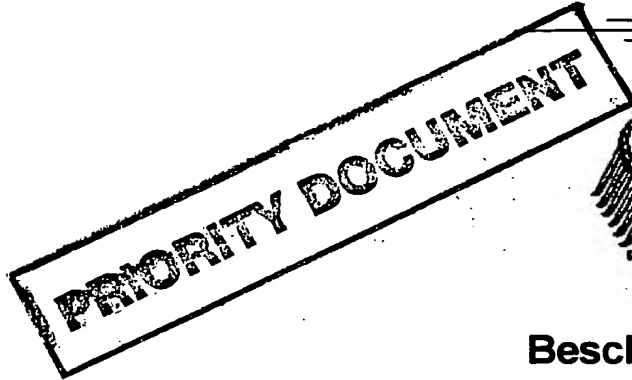
Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**

BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND



09/254333

Bescheinigung

Herr Rudolf S c h w a r t e in Netphen/Deutschland hat
eine Patentanmeldung unter der Bezeichnung

"Optische Meßvorrichtung für 3D-
Lichtwellen"

am 5. September 1996 beim Deutschen Patentamt eingereicht.

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue
Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patent-
anmeldung.

Die Anmeldung hat im Deutschen Patentamt vorläufig die
Symbole G 01 B und H 04 N der Internationalen Patentklas-
sifikation erhalten.

München, den 15. September 1997
Der Präsident des Deutschen Patentamts
Im Auftrag

Wenner



Aktenzeichen: 196 35 932.5

Wenner

Prof. Dr. Rudolf Schwarte

57250 Netphen

Kreuztaler Str. 56

Tel. 027171431

dienstl. 02717403330

Optische Meßvorrichtung für 3D-Lichtwellen

- Provisorische Patentanmeldung gemäß VDI-INSTI-Broschüre -

Beschreibung:

Die Erfindung betrifft eine optische Meßvorrichtung mit einem modifizierten Photodetektorarray nach dem Oberbegriff des Anspruchs 1.

Zur Messung von Frequenzkomponenten nach Amplitude und Phase in breitbandigen und hochfrequenten Signalen werden in der elektronischen Meßtechnik und Nachrichtentechnik häufig Phasendetektoren eingesetzt, die das unbekannte Signal mit einer Sinusschwingung multiplizieren bzw. mischen und den Gleichanteil, der bei Vorliegen einer Signalkomponente gleicher Frequenz durch Integration bzw. Tiefpaßfilterung entsteht, bestimmen.

Dieser Prozeß erzeugt die Korrelationsfunktion des unbekannten Signals mit dem Signal für eine bestimmte, einstellbare relative Phasenlage. Durch Ändern der Mischfrequenz (Wobbeln) kann das unbekannte Signal in seine Spektralanteile zerlegt werden. Durch mindestens 3 Phasenlagen der Mischfrequenz können Gleichanteil, Wechselamplitude und Phase einer unbekannten Frequenzkomponente bestimmt werden.

Die Untersuchung entsprechender optischer Signale, die eine wachsende Bedeutung in der Meßtechnik und Nachrichtentechnik erlangt hat, geschieht heute i.a. über breitbandige Photodetektoren als elektrooptische Wandler mit anschließender elektronischer Meßwertbestimmung - wie zuvor für elektrische Signale beschrieben.

Wegen des hohen Aufwandes werden diese Verfahren und die entsprechenden Meßgeräte meist nur ein- oder zweikanalig ausgeführt.

Bei optischen Signalen sind jedoch häufig gleichzeitig sehr viele parallele Kanäle - insbesondere ganze Bilder - zu vermessen, die in physikalischen, chemischen,

biologischen und industriellen Prozessen sehr hohe Frequenzanteile bis zu mehreren 100 MHz enthalten können.

Neben den spektralen Modulationseigenschaften von zweidimensionalen Lichtwellen interessiert zunehmend der schnelle Verlauf in Raum und Zeit. In der elektronischen Meßtechnik weisen Samplingoszilloskope die weitaus höchste Zeitauflösung für repetierende Signale auf. Für dreidimensionale Lichtsignale fehlen entsprechende zweidimensionale optische Sampler.

Außerdem möchte man schnell und genau 3D-Objekte z.B. über optische Radarverfahren vermessen, was infolge der Lichtgeschwindigkeit der Echosignale sehr schnelle Detektoren im Subnanosekundenbereich erfordert. Zugleich sollten sie als Detektorarray vorliegen, wenn man auf ein zeitraubendes Abscannen der aktiv oder passiv leuchtenden 3D-Objekte verzichten möchte.

In allen vorgenannten Fällen sowohl für die spektrale Lichtanalyse (spektral im Sinne der Amplitudendynamik und nicht der Lichtwellenlänge) als auch der zeitlichen Lichtanalyse wird als Schlüsselement ein schneller, zweidimensionaler elektrooptischer Korrelator hoher Bandbreite und einfacher zuverlässiger Bauart benötigt, der bis heute nicht verfügbar ist.

Das Ziel der vorliegenden Erfindung besteht darin, den heute verfügbaren einkanaligen Misch- und Integrationsprozeß durch eine neuartige optische Meßvorrichtung und ein besseres Verfahren

1. auf dreidimensionale optische Signale $P_{opt}(x,y,z,t)$ mittels einer Photodetektorzeile und insbesondere eines Photodetektorarrays zu erweitern,
2. Hochfrequenzanforderungen an das weiterzuverarbeitende elektronische Mischprodukt nach dem Mischprozeß zu vermeiden,
3. keine wesentlichen Abstriche bezüglich der Bandbreite der o.a. einkanaligen Mischer- und Korrelatorlösung zu machen und schließlich
4. eine preisgünstige, zuverlässige, kleine und hochintegrierte Schaltkreislösung zu realisieren

und somit einen neuen zweidimensionalen elektrooptischen Korrelator zur Vermessung von 3D-Lichtsignalen bereitzustellen.

Bisher bekannt gewordene Lösungsansätze sind nicht in der Lage, optische Signale in einer großen Numerischen Apertur, wie sie z.B. in herkömmlichen Video- und

Photokameras gebräuchlich sind, gleichzeitig mit hohen Frequenzen bis in den 100 MHz-Bereich bei praktikablem Aufwand durch einen kompakten, integrierten Halbleiterschaltkreis zu demodulieren. Ein besonderes Interesse an solchen optischen Mischern mit großer Numerischer Apertur besteht bei der Entwicklung von neuartigen 3D-Kameras. Im Kongressband der Sensor '95, Nürnberg 1995, sowie in der Offenlegungsschrift DE 44 39 298 A1 wird eine solche 3D-Kamera vorgeschlagen, deren Prinzip darauf beruht, daß anstelle einer punktförmigen Entfernungsmessung nach dem Phasenlaufzeitprinzip die gesamte 3D-Szene gleichzeitig mit intensitätsmoduliertem Licht beleuchtet wird. Im Gegensatz zu 3D-Laserscannern wird kein Scanner benötigt, da die ganze 3D-Szene gleichzeitig mit intensitätsmoduliertem Licht - z.B. im 100 MHz-Bereich - beleuchtet wird.

Fig. 10 soll zur Veranschaulichung dieser beispielhaft zu lösenden Aufgabenstellung dienen. Die hier betrachtete 3D-Kamera beruht auf dem Echolaufzeit- bzw Phasenlaufzeitverfahren.

Das von der 3D-Szene reflektierte HF-modulierte Licht enthält die gesamte Tiefeninformation in der Verzögerung der Phasenfront. Wird die einfallende Wellenfront in der Empfangsapertur nochmals mit einem zweidimensionalen, optischen Mischer (65 in **Fig.10**) der gleichen Frequenz moduliert, was einem homodynem Misch- oder Demodulationsprozeß entspricht, so entsteht ein stationäres Hochfrequenz-Interferenzmuster oder HF-Interferogramm.

Dieses HF-Interferogramm kann mit einer konventionellen CCD-Kamera (66) aufgenommen werden. Die Integration des Gleichanteils des Mischproduktes in der CCD-Photoladung entspricht der Bildung der Korrelationsfunktion der beiden Mischsignale. Die abstandsbezogenen Phasenverzögerungen durch die Echolaufzeiten sowie die Amplituden können pixelweise aus drei oder mehr Interferogrammen durch unterschiedlichen Phasen der demodulierenden Mischfrequenz, z.B. 0° , 120° und 240° oder 0° , 90° , 180° und 270° berechnet und somit das 3D-Bild rekonstruiert werden. Die Eignung dieses 3D-Kamerakonzpts für hohe Genauigkeit konnte mit Hilfe von Pockelszellen als optische Mischer auf der Sende- und Empfangsseite experimentell nachgewiesen werden.

Der zweidimensionale optische Mischer besteht dabei aus einer Pockelszelle, die eine Reihe von Nachteilen aufweist:

1. Das Licht muß sehr schmalbandig sein, da die Interferenz der polarisationsabhängigen Laufzeitunterschiede zur Modulation genutzt wird.
2. Der elektrooptische Effekt ist sehr klein und erfordert Spannungen des Mischsignals im 1000 Volt-Bereich.
3. Derartige Pockelszellen mit großem Modulationsfenster von 10 - 30 mm kosten einige Tausend DM.

Weitere Realisierungsmöglichkeiten bieten LCD-Fenster, die zwar billig, aber bzgl. der maximalen Bandbreite um fast den Faktor 1000 zu niedrig liegen.

Ebenfalls teuer und aufwendig ist der Einsatz einer sogenannten Mikrokanalplatte, wie sie in Bildverstärkern eingesetzt wird. Durch Modulation der an den Mikrokanälen angelegten Beschleunigungsspannung, die die Sekundärelektronenemission in den Mikrokanälen beeinflusst, kann die Verstärkung moduliert werden.

In einer neueren, beachtenswerten Publikation wird ein Vorschlag eines 2D-Korrelators auf der Basis eines CCD-Photodetektorarrays gemacht: „The Lock-In CCD -Two Dimensional Synchronous Detection of Light“ von Spirig, Seitz et. al., veröffentlicht im IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. 31, No. 9, Sept. 1995, Seite 1705 - 1708.

Dort wird ein Photopixel über 4 Transfergates abgefragt, um die Phase sinusmodulierten Lichts zu ermitteln. Pro Sinusperiode werden mit den 4 Transfergates je eine äquidistante Probe entnommen, wodurch sich die Phase leicht berechnen läßt. Dieser Prozeß ist für die aufgezeigten Problemstellungen zu langsam, da das Licht-Sinussignal zunächst abgetastet und in der Abtastzeit aufintegriert wird. Erst dann erfolgt die Übernahme der gespeicherten Ladung. Dieser Vorgang muß sich mindestens dreimal pro Periode wiederholen, um das Sinussignal rekonstruieren zu können. Dadurch wird die Bandbreite dieses Verfahrens auf den unteren MHz-Bereich begrenzt.

Zur Lösung der vorliegenden Problematik wird ein einfacheres, wesentlich breitbandigeres und preisgünstigeres Korrelatorkonzept für die Vermessung von 3D-Lichtsignalen und die 3D-Objektvermessung in aktuellen industriellen

Anwendungen - vor allem in der fertigungsintegrierten Qualitätskontrolle und in der Automatisierungstechnik - benötigt.

Für optisch passive 3D-Objekte kann eine Beleuchtungseinrichtung für deren modulierte Beleuchtung in die erfindungsgemäße Meßvorrichtung integriert werden, vorzugsweise Laserdioden mit einfacher direkter Strommodulation. Das kritische Problem liegt in der Realisierung des empfangsseitigen optischen Mischers und Korrelators großer Apertur.

Zur erfindungsgemäßen Lösung dieser Aufgabe soll ein neuartiger Mischer und Integrator großer Apertur in einer Funktionseinheit dienen. Eine wünschenswerte Lösung wäre ein zweidimensionaler elektrooptischer Korrelator, der sowohl die Funktion des zweiten 2D-Mischers (65) als auch des CCD-Arrays (66) in **Fig. 10** erfindungsgemäß in einer einzigen, als Korrelations-Photodetektor-Array (51) bezeichneten Vorrichtung entsprechend in **Fig. 11** und **12** zusammenfaßt.

Hierzu wird erfindungsgemäß ein in bestimmter Weise modifiziertes Photodetektorarray (bildgebenes CCD-Array oder pn-Photodioden-Array in CMOS-Technologie) vorgeschlagen, das im folgenden als Korrelations-Photodetektorarray bezeichnet wird.

Zur Lösung dieser Aufgabe sind die Merkmale des kennzeichnenden Teils des Patentanspruchs 1 vorgesehen.

Der Aufbau und das Arbeitsprinzip der vorgeschlagenen Meßvorrichtung mit einem modifizierten Photodetektorarray, hier als Korrelations-Photodetektorarray bezeichnet, kann unter Zuhilfenahme der **Fig. 1, 2** und **3** beschrieben werden.

Fig. 1 zeigt den Querschnitt eines einzelnen Korrelationspixels aus dem Korrelations-Photodetektorarray am Beispiel einer CCD-Struktur. Die dort gezeigte Ausführung ist in n-Kanal-MOS-Technik auf einem p-dotierten Siliziumsubstrat (23) ausgeführt. Der Misch- oder Multiplikationsvorgang des vorgeschlagenen Konzepts sei zunächst für reine CW-Modulation betrachtet.

Außer dem Querschnitt zeigt **Fig. 1** die Potentialverteilung für verschiedene Phasen des Mischprozesses. Die mittleren Photogates (3 und 4) stellen den lichtsensitiven Teil dar und befinden sich im Inversionszustand. Zusätzlich zu einer positiven

Vorspannung U_0 werden sie als sog. Modulationsgates mit den überlagerten Gegentaktspannungen $u_{am}(t)$ und $u_{bm}(t) = -u_{am}(t)$ betrieben.

Diese verursachen multiplikativ eine Separierung der durch die Photonen der einfallenden Lichtwelle erzeugten Ladungsträger in der Raumladungszone des Halbleitermaterials unmittelbar unter der isolierenden Siliziumoxyd-Schicht (28). Diese Ladungsträger (im Beispiel Elektronen) driften unter dem Einfluß der modulierenden Gegentaktspannung zu den eng benachbarten Speichergates G_a oder G_b und werden dort aufintegriert (siehe **Fig. 1** für verschiedene Phasenzustände).

Fig 2 zeigt eine Aufsicht von zwei erfindungsgemäßen Korrelationspixeln einschließlich einer Interline-Transfer-Auslesevorrichtung. Nach Abschluß der Ladungsakkumulation werden z.B. bei Pixel Nr. n (22) die Ladung q_a und q_b über das Transfergate TG_a (9) bzw. TG_b (10) auf das 3-Phasen-Ausleseschieberegister (7) gegeben. Die begrenzenden Separationsgates G_{sep} schirmen das Korrelationspixel gegen unerwünschte äußere Einflüsse ab und liegen vorzugsweise auf Massepotential.

Die Modulationsgates (G_{am} und G_{bm}) werden mittels der in **Fig. 3** dargestellten gegenphasigen HF-Spannungen angesteuert, die wie folgt beschrieben sind:

$$u_{am} = U_0 + U_m \cos(\omega_m t) \quad (1 a)$$

und

$$\begin{aligned} u_{bm} &= U_0 + U_m \cos(\omega_m t - 180^\circ) \\ &= U_0 - U_m \cos(\omega_m t) \end{aligned} \quad (1 b)$$

In **Fig. 1** ist die Oberflächenpotentialverteilung über der räumlichen Ausdehnung s eines repräsentativen Pixels für alle beteiligten Gatter dieses Pixels in der zeitlichen Sequenz von t_0 bis t_8 (17 bis 21) für die Dauer einer Periode T des HF-Modulationssignals dargestellt. An den Speichergates G_a und G_b (2 und 5 in **Fig. 3**) sorgt eine relativ hohe positive Spannung für die Ansammlung der photonengenerierten Ladungsträger, nachdem diese nach Maßgabe und Polarität der Modulationsspannung $u_{am}(t)$ entweder zur linken oder zur rechten Seite des in **Fig.1** im Querschnitt gezeigten Pixels gedriftet sind. Dieser Vorgang wirkt sich in besonderer Weise aus, wenn die Lichtmodulation und die Modulationsspannung $u_{am}(t)$ die gleiche Frequenz aufweisen. Dann entsteht je nach der Phasendifferenz φ_{opt} eine mittlere Vorzugsrichtung der Ladungsträgerdrift.

Die Mischung und Integration, also der Korrelationseffekt, basieren sowohl auf der phasensynchronen Menge der Ladungsträgererzeugung als auch auf der spannungs- und polaritätsabhängigen Drift und Trennung dieser Ladungsträger und ihrer Integration unter den Speichergates. Aus diesem Grund kann das oben beschriebene Pixel als Korrelations-Photodetektorpixel bezeichnet werden.

Mathematisch formuliert liegt die Aufgabenstellung in der Realisierung der Korrelation der modulierten Lichtwelle in der Empfangsebene des Photodetektorarrays, dort mit $z=0$ allgemein durch $P_{opt}(x,y,t)$ beschrieben, mit dem dort wirkenden Modulationssignal, in allgemeiner Form durch $u_{am}(x,y,t)$ beschrieben. Die Korrelationsfunktion kann im allgemeinsten Fall als Dreifachfaltung beschrieben werden:

$$\varphi_{u_{am}, P_{opt}}(x, y, \tau) = u_{am}(-x, -y, -\tau) *** P_{opt}(x, y, \tau) \quad (2)$$

mit der Laufzeitdifferenz $\tau = \varphi_{opt} / \omega_m$.

Die erfindungsgemäße Vorrichtung löst diese Aufgabe mit hoher Zeitauflösung durch den schnellen separierenden Ladungstransport und die Gentaktspeicherung der Photoelektronen im Nanosekunden- bis Subnanosekundenbereich sowie durch eine hohe diskrete Ortsauflösung eines Photodetektorarrays mit einigen 100 000 Pixeln.

Dieser Vorgang soll im einzelnen näher beschrieben werden. Das über $u_{am}(t)$ verursachte HF-Feld bewirkt, daß die Elektronen zu der jeweilig positiven Seite driften. Während z.B. der positiven Halbwelle der Spannung $u_{am}(t)$, d.h., während der negativen Halbwelle von $u_{bm}(t)$ werden die photogenerierten Ladungsträger - im folgenden durch die mittlere Transporteffizienz η_a beschrieben - zum Gatter G_a driften und dort als Ladungsmenge q_a angesammelt (vergl 17 und 18, die beiden oberen Spannungsverteilungen in Fig. 1). Nur ein geringfügiger Teil $(1-\eta_a)$ der generierten Ladung driftet zum Gatter G_b . Für den Fall einer negativen Halbwelle $u_{am}(t)$ wird die Ladung q_b mit einer korrespondierenden mittleren Transporteffizienz η_b unter dem Gatter G_b angesammelt. Für eine erste quantitative Aussage über die Effekte des vorgeschlagenen Mischerkonzepts ist die ungefähre Abschätzung der Größen des einfallenden Lichts, der Phasenbeziehungen und des Stroms nützlich.

Für den Fall einer stationären Beleuchtung ist die optische Leistung pro Pixel gegeben als

$$P_{opt}(t) = P_0 + P_m \cdot \cos(\omega_m t - \varphi_{opt}) \quad (3)$$

wobei P_0 die Hintergrundsbeleuchtung repräsentiert, P_m die Modulationsamplitude, ω_m die HF-Modulationsfrequenz und φ_{opt} die Phasenverzögerung des reflektierten Lichts gegenüber der Modulationsphase. Der gesamte erzeugte Photostrom pro Pixel ist

$$i(t) = \eta_Q \cdot S_\lambda \cdot P_{opt}(t) = \eta_Q \cdot S_\lambda \cdot [P_0 + P_m \cdot \cos(\omega_m t - \varphi_{opt})] \quad (4)$$

$$i(t) = I_0 + I_m \cdot \cos(\omega_m t - \varphi_{opt}) \quad (5)$$

mit den Größen I_0 = DC-Photostrom, I_m = AC Amplitude des modulierten Photostroms, η_Q = Quanten Effizienz und S_λ = Spektrale Empfindlichkeit. Dieser gesamte Photostrom pro Pixel ist in zwei Anteile aufgeteilt und zwar in den Strom $i_a(t)$ des Gatters G_a und in den Strom $i_b(t)$ des Gatters G_b . Da diese Werte unter den jeweiligen Gattern aufintegriert werden sind wir für den weiteren Verlauf an den resultierenden Mittelwerten \bar{i}_a und \bar{i}_b dieser Ströme interessiert. Das Maximum der Ladungsseparation wird für den Winkel $\varphi_{opt} = 0$ erreicht. Dieser Fall ist in **Fig. 3** dargestellt und ergibt für den mittleren Photostrom des Gatters G_a und für eine positiven Spannungshalbwelle

$$\bar{i}_{ap} = \frac{I_0}{2} \eta_a + \frac{I_m}{\pi} \eta_a \quad (6)$$

und für den mittleren Photostrom des Gatters G_b und für eine negativen Spannungshalbwelle

$$\bar{i}_{an} = \frac{I_0}{2} (1 - \eta_b) - \frac{I_m}{\pi} (1 - \eta_b) \quad (7)$$

Der mittlere Gesamtstrom $\bar{i}_a = \bar{i}_{an} + \bar{i}_{ap}$ für beliebige Phasen φ_{opt} ist in erster Annäherung proportional zum Kosinus dieses Phasenwinkels $\cos \varphi_{opt}$ unter der Voraussetzung einer zur Gattergröße optimierten Modulationsspannung, optimierter Dotierung usw. Für diese zunächst idealisierte Betrachtung und die daraus resultierende Vereinfachung für die mittleren Transporteffizienz $\eta = \eta_a = \eta_b$ ergibt sich für den mittleren Strom von Gatter G_a

$$\bar{i}_a = \frac{I_0}{2} + \frac{I_m}{\pi} (2\eta - 1) \cdot \cos(\varphi_{opt}) \quad (8)$$

und in adäquater Weise für den mittleren Strom von Gatter G_b

$$\bar{i}_b = \frac{I_0}{2} - \frac{I_m}{\pi} (2\eta - 1) \cdot \cos(\varphi_{opt}) \quad (9)$$

Für den idealen Fall in dem $P_m = P_0$ und $\eta_a = \eta_b = 1$ ist, ist die Charakteristik des Modulationsvorgangs in **Fig. 4** gezeigt. Der Verlauf dieser idealisierten mittleren Pixelströme repräsentiert die gegenphasigen Korrelationsfunktionen die aus den HF modulierten Empfangslicht und den an den Gattern angelegten HF Modulationsspannungen $u_{am}(t)$ und $u_{bm}(t)$ resultieren. Die gesamte Ladungsmenge die über der Zeit $T = N \cdot T_{HF}$ (d.h., über N Perioden der HF Modulationsspannung) angesammelt wird ergibt sich zu

$$q_{aT}(\tau) = \frac{const.}{T} \int_0^T P_{opt}(t - \tau) \cdot u_{am}(t) \cdot dt \quad (10)$$

mit $\tau = \varphi_{opt}/\omega_m$ der Phasenverzögerung proportionalen Laufzeit. Die Gesamtheit aller Amplituden der a-Pixel formt ein HF-Interferogram das hier zur Unterscheidung b-Interferogram genannt wird, die Gesamtheit aller Amplituden der b-Pixel formt ein um 180° gegenüber dem a-Interferogram verschobenes b-Interferogram. In ist das Schema einer low-cost 3D-Kamera gezeigt, daß die direkte Mischung auf der Basis des Gegentakt-Korrelationspixels der modifizierten CCD-Kamera nutzt. Verglichen mit dem 3D-Kamerakonzep, daß in **Fig. 10** darges it ist, wird in **Fig. 11** die Modulation des Senders für eine Beleuchtung optisch passiver 3D-Objekte durch die Direktmodulation des Stroms einer Laserdiode realisiert. Aufgrund der erfindungsgemäßen Meßvorrichtung ist für das dort vorgeschlagene 3D-Kamerakonzep neben dem erfindungsgemäß modifizierten Photodetektorarray kein zusätzlicher optischer Modulator mit hoher Apertur notwendig, was zu einer wirtschaftlich außerordentlich vorteilhaften Lösung führt. Zur Bestimmung der Pixelphase φ_{opt} aus den resultierenden Korrelationsamplituden werden insgesamt vier verschiedene Interferogramme bei vier verschiedenen Phasen des Mischersignals herangezogen. Die vier Phasen des Mischersignals ergeben sich für den Fall wenn die Spannungen u_{am}/u_{bm} vom Zustand des Phasenverhältnisses $0^\circ/180^\circ$ auf den Zustand $90^\circ/270^\circ$ umgeschaltet werden. Auf diese Weise erhält man jede zugehörige Imaginär- bzw. Quadratur-Komponente zu den Real- bzw. Inphase-Komponenten woraus die gesuchte Pixelphase berechnet werden kann.

Diese Vorgehensweise ermöglicht gleichzeitig die Eliminierung von störenden Offset-Spannungen die durch die Hintergrundhelligkeit und durch den Mischvorgang des Signals erzeugt werden.

Die Summe aller vier Einzelladungen steht für die gesamte Pixelamplitude und repräsentiert den gewöhnlichen Grauwert der zur Abbildung normaler 2D Projektionen genutzt werden kann.

Neben dem beispielhaft beschriebenen Meßvorgang von CW-modulierten 3D-Lichtwellen durch 2D-Korrelation mit einer Modulationsspannung $u_{am}(x,y,t)$ gleicher Frequenz in der Korrelations-Photodetektorarray-Ebene kann die erfindungsgemäße Meßvorrichtung auch mit pulsförmigen Modulationssignalen vorteilhaft eingesetzt werden.

Für Aufgaben der hochpräzisen Laufzeitmessung von 3D-Lichtwellen ist insbesondere eine Psuedo-Rausch-Modulation des Lichts vorteilhaft. Zur Vermessung optisch passiver 3D-Objekte wird die erfindungsgemäße Vorrichtung um eine entsprechende Beleuchtungseinrichtung ergänzt, die die 3D-Objekte mit in der Intensität Pseudo-Rausch-moduliertem Licht beleuchtet und das reflektierte und empfangene Licht dem Korrelationsprozeß mit vorzugsweise dem entsprechenden Modulationssignal unterzieht. Da die Autokorrelation derartiger PN(Pseudo-Noise)-Signale mit zunehmender Wortlänge $T_{bit}(2^N-1)$ einem Nadelimpuls der Halbwertsbreite T_{bit} und der Amplitude 2^N-1 ähnelt, muß zur Vermessung des ganzen Lichtvolumens bzw. des ganzen beleuchteten Raumes die relative Verzögerung τ zwischen dem lichtmodulierenden PN-Signal und der demodulierenden Gegentaktspannung u_{am} der Korrelationspixel der gleichen Signalform einmal den ganzen Bereich der maximalen Echolaufzeit durchlaufen.

Analog zur CW-Modulation und zur Beschreibung deren Korrelationseigenschaften in Fig. 4 führt hier die Berechnung zu dem in Fig.5 dargestellten Ergebnis. Es zeigt die mittleren Pixelströme i_a und i_b über der relativen Laufzeitverzögerung τ im Idealfall ohne Hintergrundhelligkeit für PN-Modulation am Beispiel der Wortlänge 15 mit einer Schieberegisterlänge von $N=4$. Diese Korrelationscharakteristik offenbart, daß mehrere Objektreflexionen auf dem gleichen Radiusvektor unterschieden werden können, z.B. zur Unterscheidung mehrerer hintereinander stehender teiltransparenter Objekte.

Diese Messung gleicht vom Verfahren her einer Veröffentlichung von 1994: „A novel scheme for minimizing the error of delay time in a distance sensor“, SPIE Proceedings, Vol. 2247, Sensors and Control for Automation, S188-193.

Der besondere Vorteil der erfindungsgemäßen Meßvorrichtung liegt in der entscheidenden Schnelligkeit der 3D-Objektvermessung, da gegenüber der o.a. Veröffentlichung statt eines Radiusvektors parallel einige 100.000 vermessen werden können. Zugleich ermöglicht die PN-Modulation das estimationstheoretisch günstigste Verfahren (vergl. „Rauschoptimierung von Laser-Entfernungsmeßsystemen unter besonderer Berücksichtigung einer lauffzeitvariablen PN-Modulation“, Dissertation von Frau Jiangming Li, Universität-GH Siegen, 1995).

Das Blockschaltbild einer entsprechenden Meßvorrichtung zur optischen Vermessung von 3D-Objekten mit PN-Modulation auf der Basis des vorgeschlagenen Korrelations-Photodetektorarrays besticht durch einen besonders einfachen Aufbau, wie in **Fig. 12** veranschaulicht.

Der in **Fig. 1** beispielhaft dargestellte Querschnitt des erfindungsgemäßen Korrelationspixels (22) kann bezüglich der frequenzabhängigen Modulationstiefe durch eine geeignete Auslegung des durch die Gegentaktmodulationsspannung verursachten Potentialgefälles optimiert werden. Hierzu zeigt **Fig. 6** ein Ausführungsbeispiel, bei dem ein mittleres Gate (25) zwischen den Modulationsgates auf der Vorspannung U_0 liegt und die Modulationsgates durch unterschiedliche Dicke der Isolatorschicht (i.a. SiO_2) je zwei Potentialstufen bilden (25). Erwünscht ist ein möglichst gleichmäßiges Potentialgefälle bzw. ein möglichst konstantes Modulationsdriftfeld, was auf diese Weise approximiert werden kann.

Fig. 7 zeigt erfindungsgemäß eine besondere Ausführung der Korrelationspixel-Struktur, bei der gegenüber der in **Fig. 1** die beiden Modulationsgates jeweils nur durch ein gemeinsames Speichergate $G_{s,n}$ getrennt sind, wodurch ein höherer Füllwirkungsgrad erreicht wird. Dabei wechselt die Polarität der Gegentaktmodulationsspannung bzw. die Reihenfolge von $G_{a,n}$ und $G_{b,n}$ von Korrelationspixel zu Korrelationspixel wechselt. Diese Dreierperiode der Gates eignet sich zugleich zum direkten Auslesen durch einen Betrieb als Drei-Phasen-

Schieberegister Ein in bestimmten Anwendungen tolerierbarer Nachteil liegt in der Ladungsverteilung auf die benachbarten Pixel, die zu einer scheinbaren Pixelvergrößerung und geringerer Ortsauflösung in der betreffenden Richtung führt. Eine Berechnung dieser Zusammenhänge ergibt, daß gegenüber einer 100%-Nutzladung bei der Auswertung der Ladungsdifferenzen das zentrale, betrachtete Pixelelement nur 50% erhält und die beiden Nachbapixel jeweils 25 % erhalten.

Zur Veranschaulichung der Ladungsverteilung sind in **Fig. 7** analog zu **Fig. 1** die verschiedenen Phasen der Potentialverteilung für CW-Modulation dargestellt.

In **Fig. 8** ist eine weiterte vorteilhafte Ausführung eines Pixeldesigns des Korrelationspixels dargestellt, das bei CW-Modulation keine IQ (Inphase, Quadraturphase)-Umschaltung zwischen den I- und Q-Zuständen benötigt. Anstelle des zuvor beschriebenen Zweigate-Korrelationspixels wird ein Viergate- oder Vierquadranten-Korrelationspixel mit den Modulationsgates G_{am} (35), G_{bm} (33), G_{cm} (36) und G_{dm} (34) sowie den zugehörigen Speichergates G_a , G_b , G_c und G_d vorgeschlagen, das die Korrelation gleichzeitig für zwei Phasenlagen ermöglicht, da die Gegentakt-Modulationsspannungen $u_{am}(t)$ und $u_{bm}(t)$ bzw. $u_{am}(t)$ und $u_{bm}(t)$ um 90° gegeneinander verschoben sind.

In orthogonaler Anordnung zu den beschriebenen Korrelationsgattern a_m mit $\varphi_{am} = 0^\circ$ und a_m mit $\varphi_{bm} = 180^\circ$ befinden sich zwei weitere innerhalb des Pixels symmetrisch integrierte Gates c_m mit $\varphi_{cm} = 90^\circ$ und d_m mit $\varphi_{dm} = 270^\circ$, die nach dem gleichen Prinzip arbeiten. Auf diese Weise entsteht eine Vierphasen- Ladungsakkumulation mit den Einzelladungen q_a , q_b , q_c und q_d unter den zugehörigen Gates a , b , c und d innerhalb eines sog. IQ-Korrelationspixels, das mittels einer einfachen arithmetischen Operation direkt die zugehörige Phase φ_{opt} liefert:

$$\varphi_{opt} = \arctan \frac{q_c - q_d}{q_a - q_b} \quad (12)$$

Für die einfache Grauwertbestimmung eines einzelnen Pixels werden die Einzelladungen eines Korrelationsgates aufsummiert: $q_{Pixel} = q_a + q_b + q_c + q_d$. Der Ausleseprozeß der jeweils vier Ladungen wird in diesem Fall zweckmäßig durch ein aktives Pixeldesign in CMOS-Technik mit pixelweise integrierter Signalvorverarbeitung durchgeführt.

Fig. 9 zeigt ebenso wie **Fig. 8** ein Korrelationspixel mit Vierfachteilung, allerdings mit einem entsprechend **Fig. 6** geglättetem Potentialgefälle

Neben der Anwendung der CW- und der PN-Modulation bietet die erfindungsgemäße optische Meßvorrichtung weitere besondere Vorteile durch den Einsatz von sehr kurzen Modulationsimpulsen. In der elektronischen Meßtechnik werden sehr schnelle Zeitverläufe im Nano- bis Pikosekundenbereich mit Samplingoszilloskopen gemessen. Entsprechende optische Meßgeräte arbeiten i.a. nur ein- oder zweikanalig. Auf der Basis des vorgeschlagenen Korrelations-Photodetektorarray mit dem extrem schnellen Misch- bzw. Multiplikationsvorgang kann ein optisches Samplingoszilloskop für repetierende 3D-Lichtsignale mit vielen 1000 bis 100000 paralleler optischer Samplingkanäle und einer Bandbreite bis in den 1 GHz-Bereich realisiert werden. Es ist notwendig, als optisches Samplingoszilloskop ein Vierquadranten-Korrelationspixel wie z.B. in **Fig. 9** dargestellt, einzusetzen.

Fig. 13 zeigt die Spannungsverläufe für den optischen Abtast- und Haltevorgang.

Nur während des Abtastvorgangs (Sample-Zeit) sollen kurzzeitig Photoelektronen entsprechend der Leistung $P_{opt}(x,y,t)$ des einfallenden Lichts auf dem Speichergate $G_s(x,y)$ gespeichert werden. Während der relativ langen Haltezeit bis zum nächsten Abtastvorgang dürfen keine Ladungsträger auf das Speichergate G_s gelangen. Die zugehörigen Potentialverläufe werden in **Fig. 13** über der Zeit und in **Fig. 14** und **15** räumlich dargestellt. Dabei zeigt **Fig. 14** die räumliche Potentialverteilung für den Abtastzustand und **Fig. 15** die räumliche Potentialverteilung für den Haltezustand.

Patentansprüche

1. Die Erfindung betrifft eine optische Meßvorrichtung mit einem modifizierten Photodetektorarray mit den zugehörigen Einrichtungen wie Ausleseelektronik, Auswertelektronik, Empfangsoptik und Modulationsgenerator für die pixelweise Ermittlung und Vermessung der Modulationseigenschaften und des zeitlichen Intensitätsverlaufs von dreidimensionalen Lichtwellen, ausgehend von passiven oder aktiven 3D-Objekten in einem Wellenlängenbereich von ultraviolett bis zu infrarotem Licht mit dem Ziel, rückschließend daraus insbesondere die Eigenschaften dieser 3D-Objekte zu ermitteln und zu messen, wobei diese

Vorrichtung im Falle optisch passiver 3D-Objekte selbst über eine Zusatzeinrichtung zu deren Beleuchtung mit definiert moduliertem Licht verfügt und somit erlaubt, über die Einflüsse der 3D-Objekte auf das reflektierte und empfangene Licht deren Eigenschaften zu bestimmen, **dadurch gekennzeichnet, daß** jedes Photodetektorpixel in mindestens zwei gleiche und symmetrische lichtempfindliche Flächen aufgetrennt ist und die so entstehenden Photogates als Modulationsgates (3, 4) mit eigenen Elektroden (G_{am} und G_{bm}) versehen werden, an die eine Modulationsspannung (U_{am} , U_{bm}) vorzugsweise als Gegentaktsignal angelegt wird, überlagert zusätzlich von einer Gleichspannung (U_0) von etwa der Hälfte der positiven Spannung der Speichergates (2, 5), die über die Gateelektroden (G_a und G_b) vorzugsweise auf einem positiven Potential ($U_a = U_b$) etwa im 5-15 Volt-Bereich liegen, daß ferner den Modulationsgates (3, 4) in unmittelbarer räumlicher Nähe abgeschattete Speichergates (2, 5) zugeordnet werden, daß die in der Raumladungszone des so geteilten Photodetektorpixels von der einfallenden, intensitätsmodulierten Lichtwelle generierten Ladungsträger, vorzugsweise Elektronen in p-dotiertem Silizium, unmittelbar nach der Paarbildung einem Driftfeld nach Maßgabe und Polarität der Gegentakt-Modulationsspannung ($U_{am} = -U_{bm}$) einem vorzugsweise möglichst gleichmäßigen Energie- und Potentialgefälle ausgesetzt werden und nach außen zu den entsprechenden Speicherelektroden driften, daß weiterhin nach einer Meß- und Akkumulationszeit, zumindest vor dem Überlauf eines der Speichergates bezüglich der Gleichspannung (U_0) der Modulationsgates, das Korrelationsprodukt der Modulationsspannung (U_{am}) mit der Intensitätsmodulationsfunktion $P_{opt}(x,y,t)$ der einfallenden Lichtwelle als Ladungsdifferenz der Speichergates ($q_a - q_b$) zur Verfügung steht, wobei im Falle einer CCD-Technologierealisierung die Ladungen spaltenweise zur Ausleseschaltung transportiert und dann als Differenzspannungen ausgewertet werden, während im Falle einer Realisierung in CMOS-Technologie pixelweise ausgelesen und die Differenzspannungen vorzugsweise nach einer pixelweisen Signalvorverarbeitung einer Auswerteelektronik zugeführt werden, daß gleichzeitig die Pixelhelligkeit als Summe der entsprechenden Speicherladungen ausgelesen und ausgewertet werden und daß ereignisgesteuert, vorzugsweise vor jedem neuen Akkumulations- und Meßvorgang, die beteiligten Photopixel und Speichergates durch ein Resetsignal entladen werden.

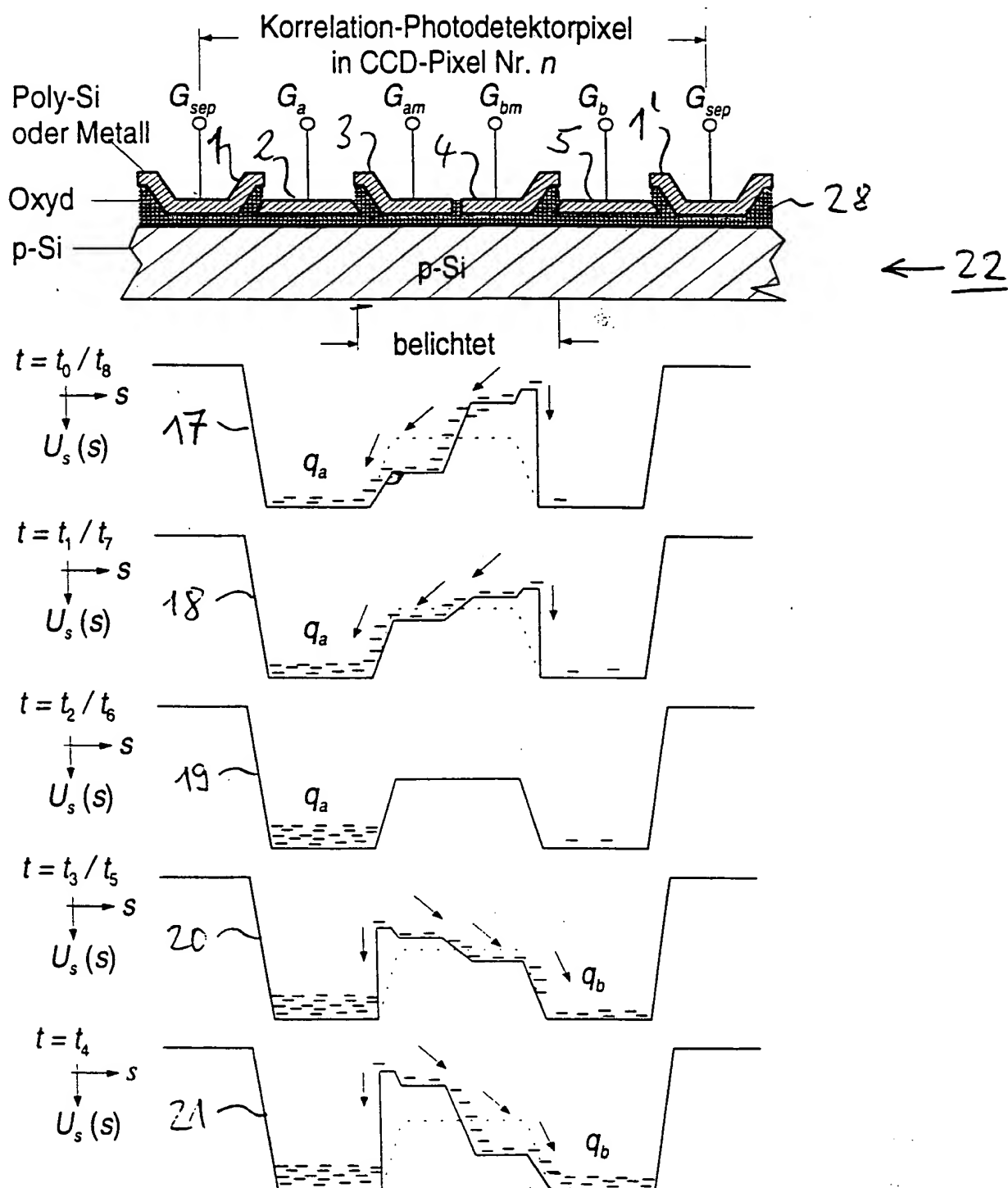


Fig. 1

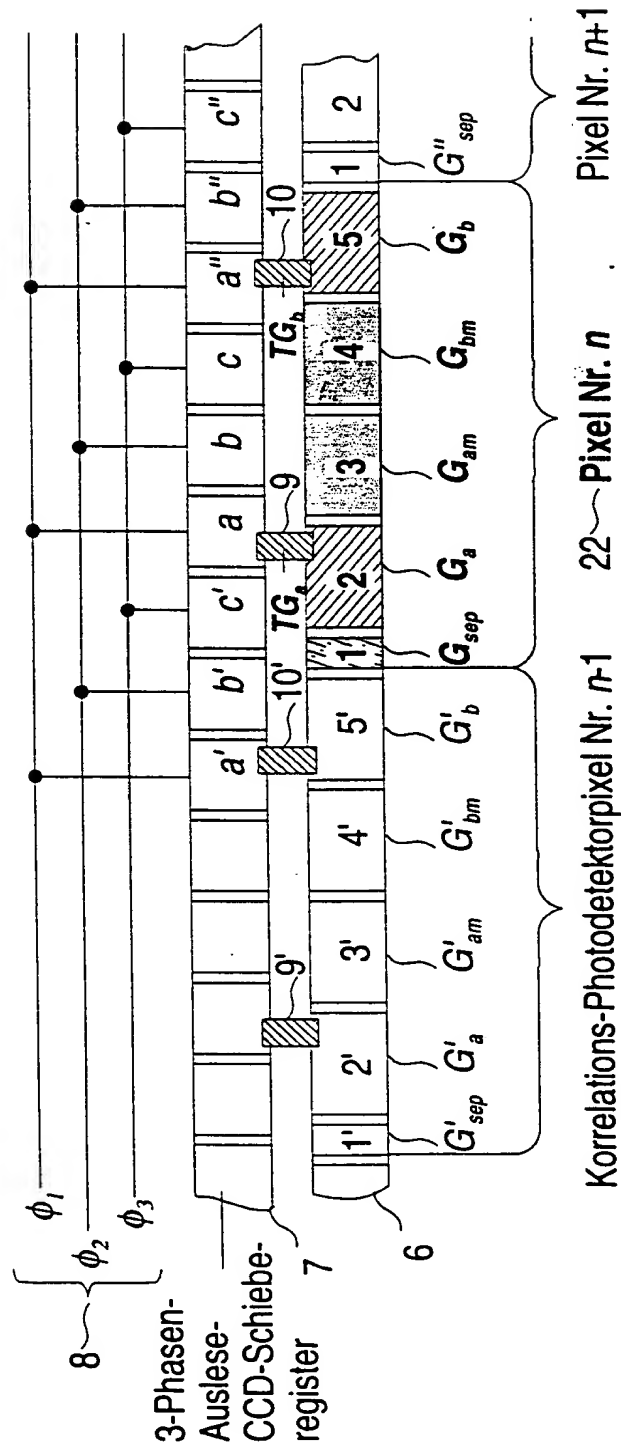


Fig. 2

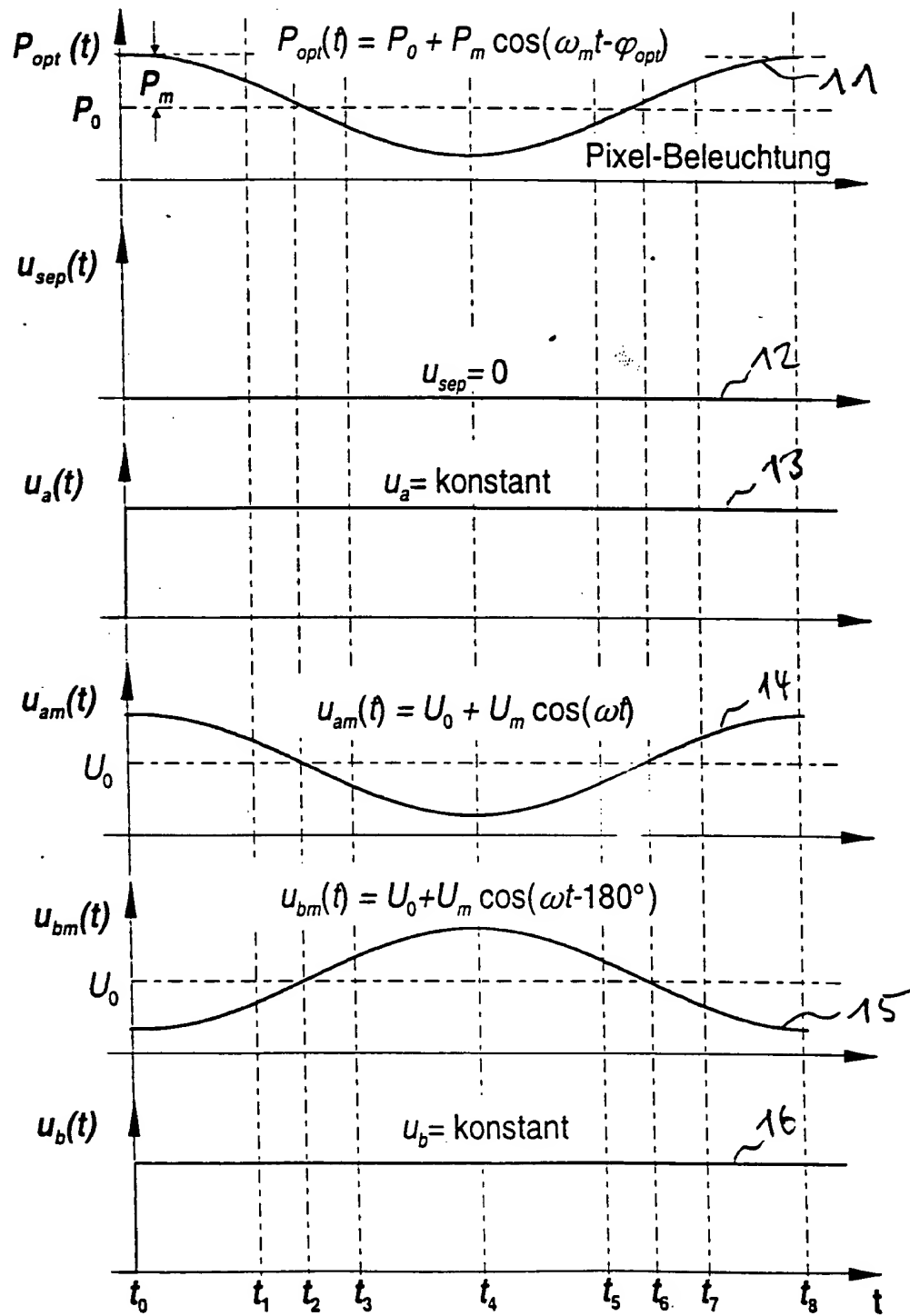


Fig. 3

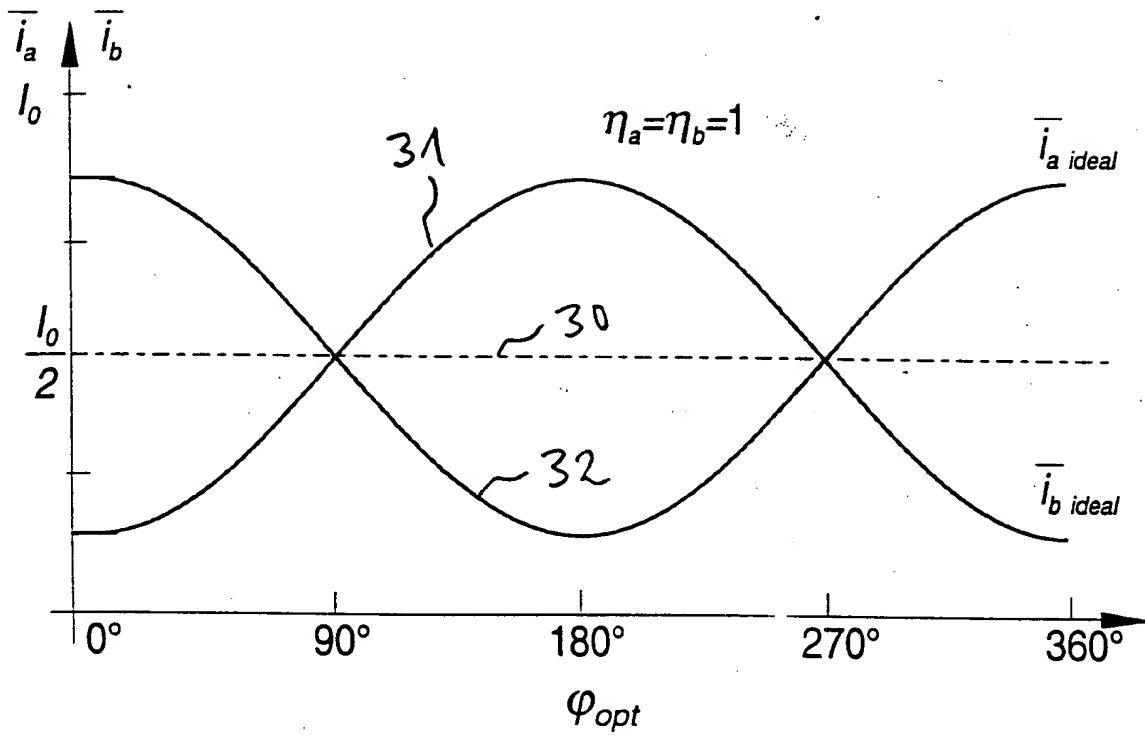


Fig. 4

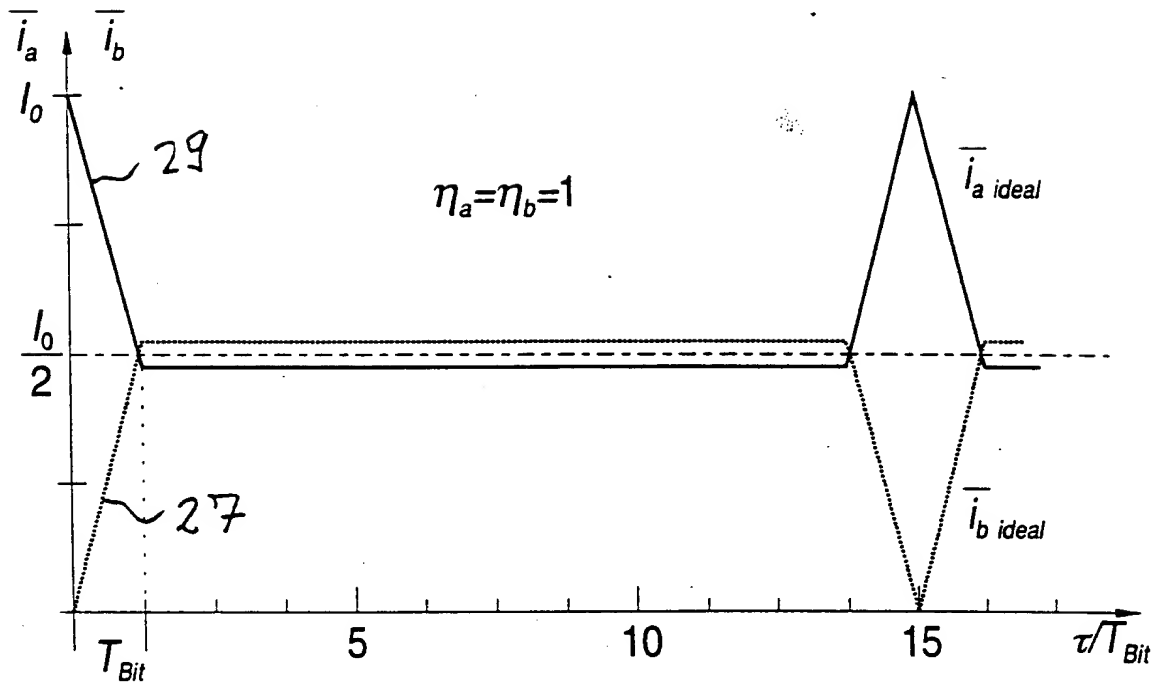


Fig. 5

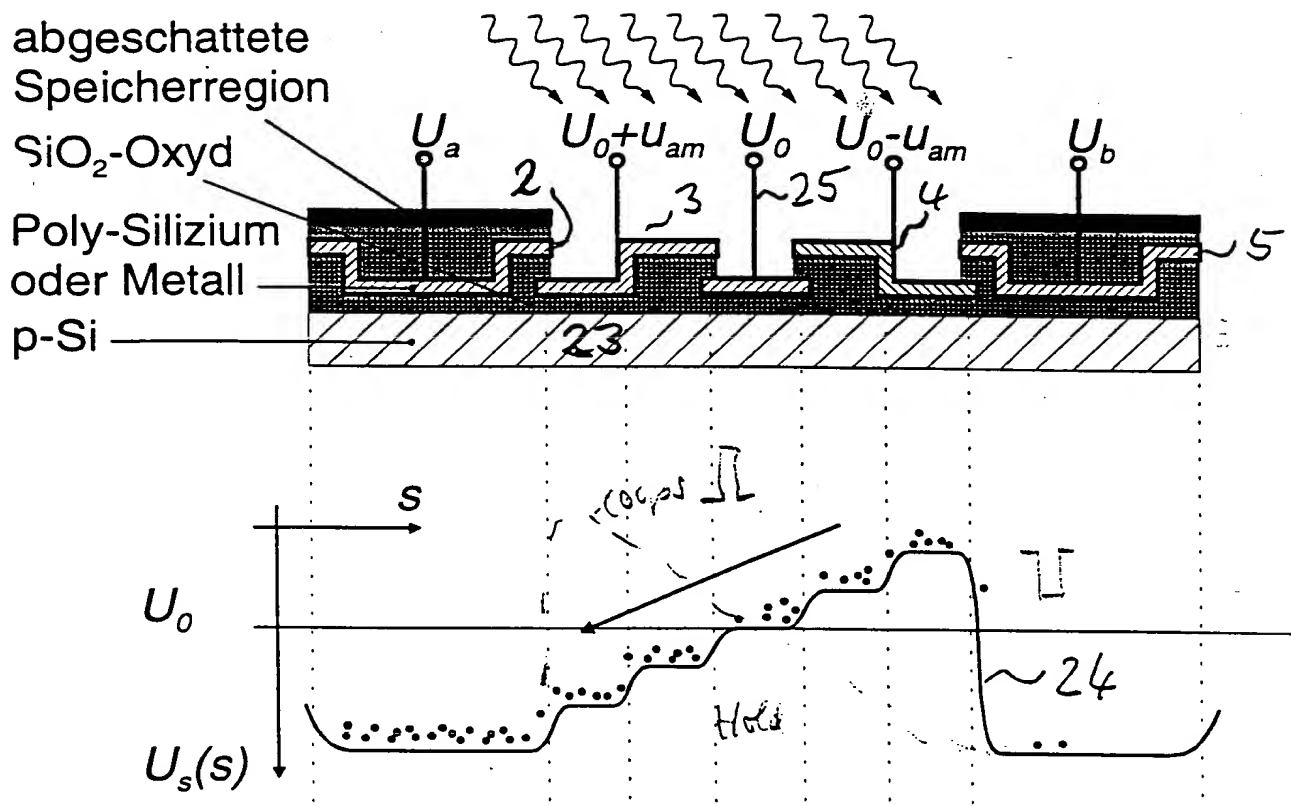


Fig. 6

Pseudo Random, $\rho \approx 1$
PN signal

Samples / mold?

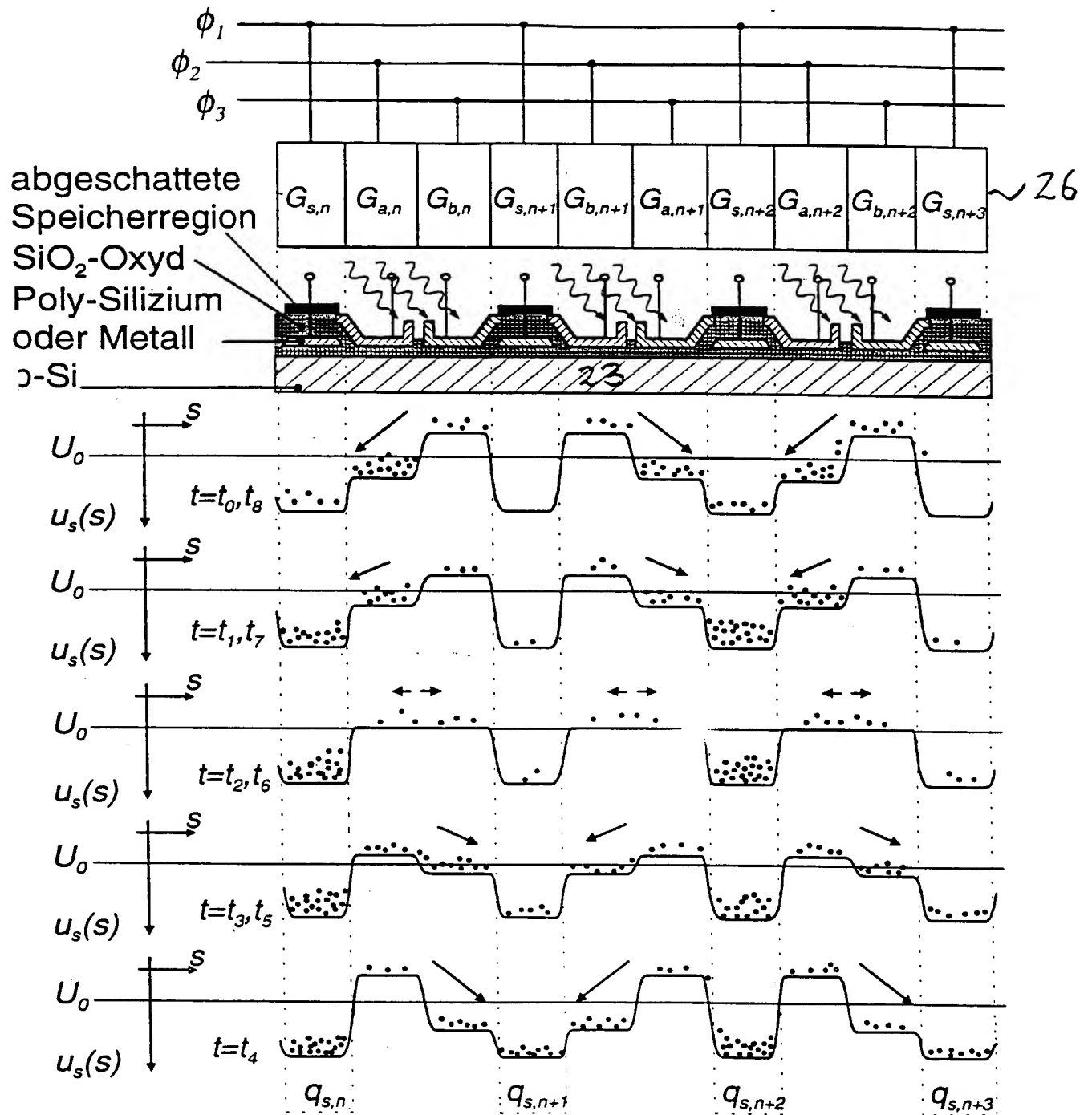


Fig. 7

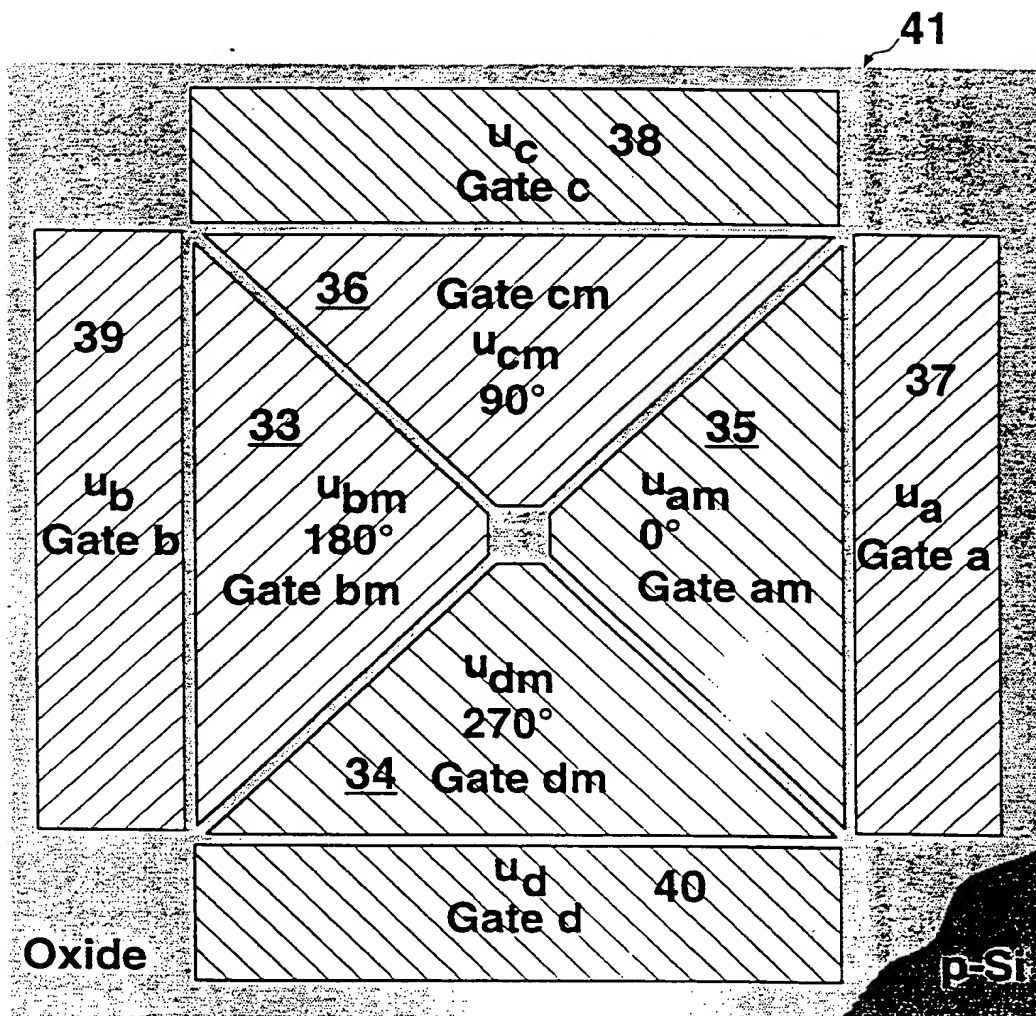


Fig. 8

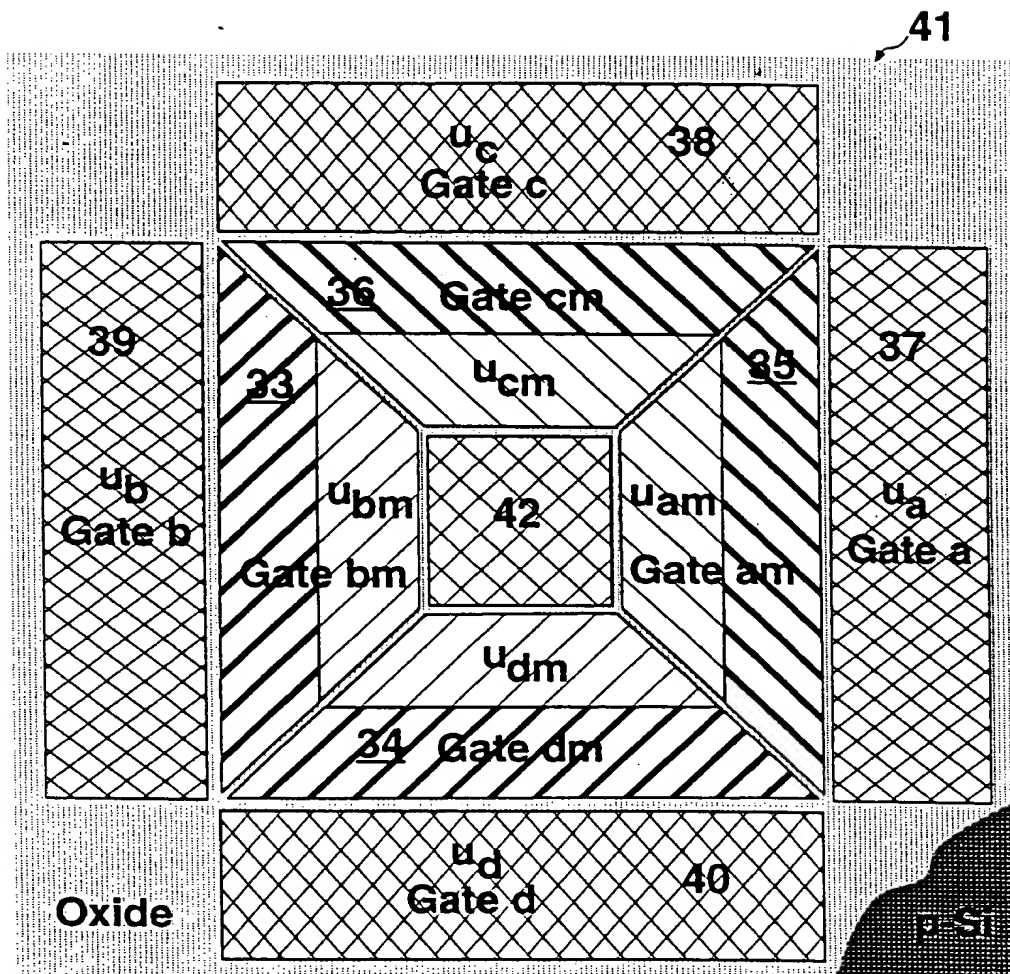


Fig. 9

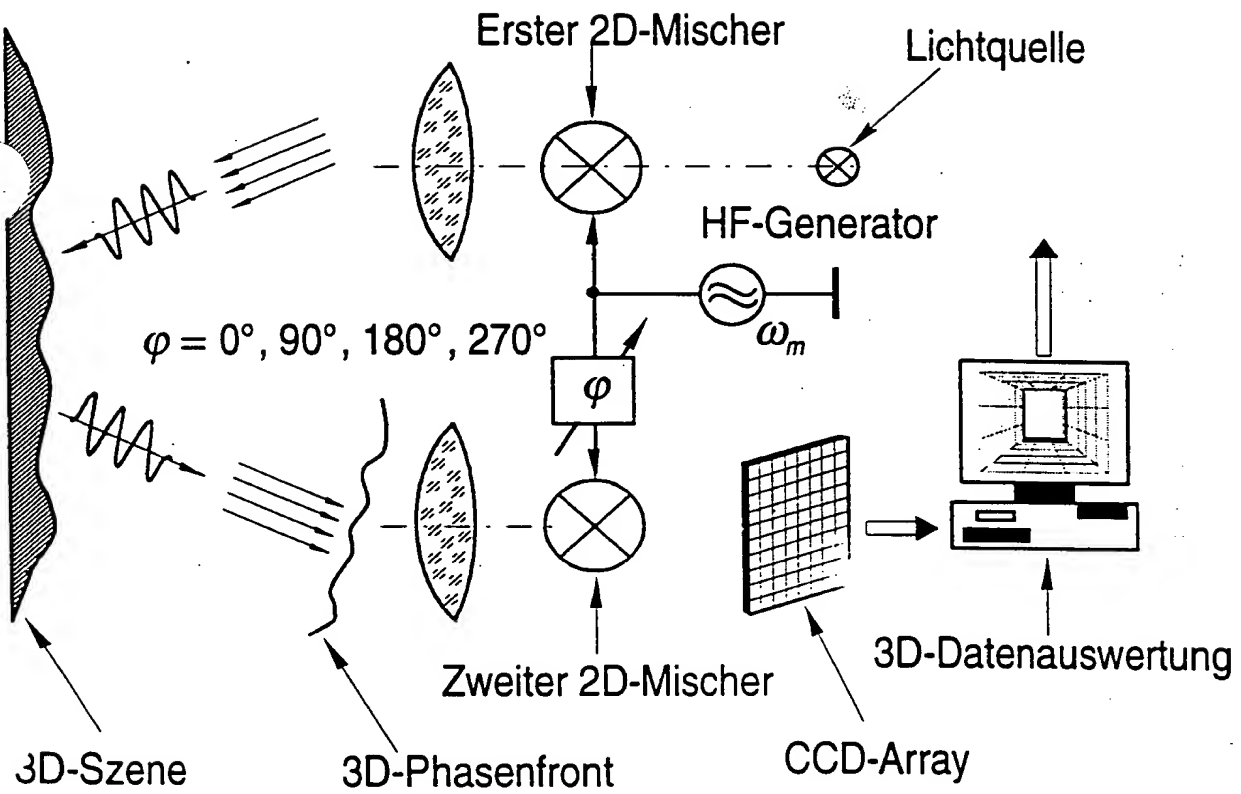


Fig. 10

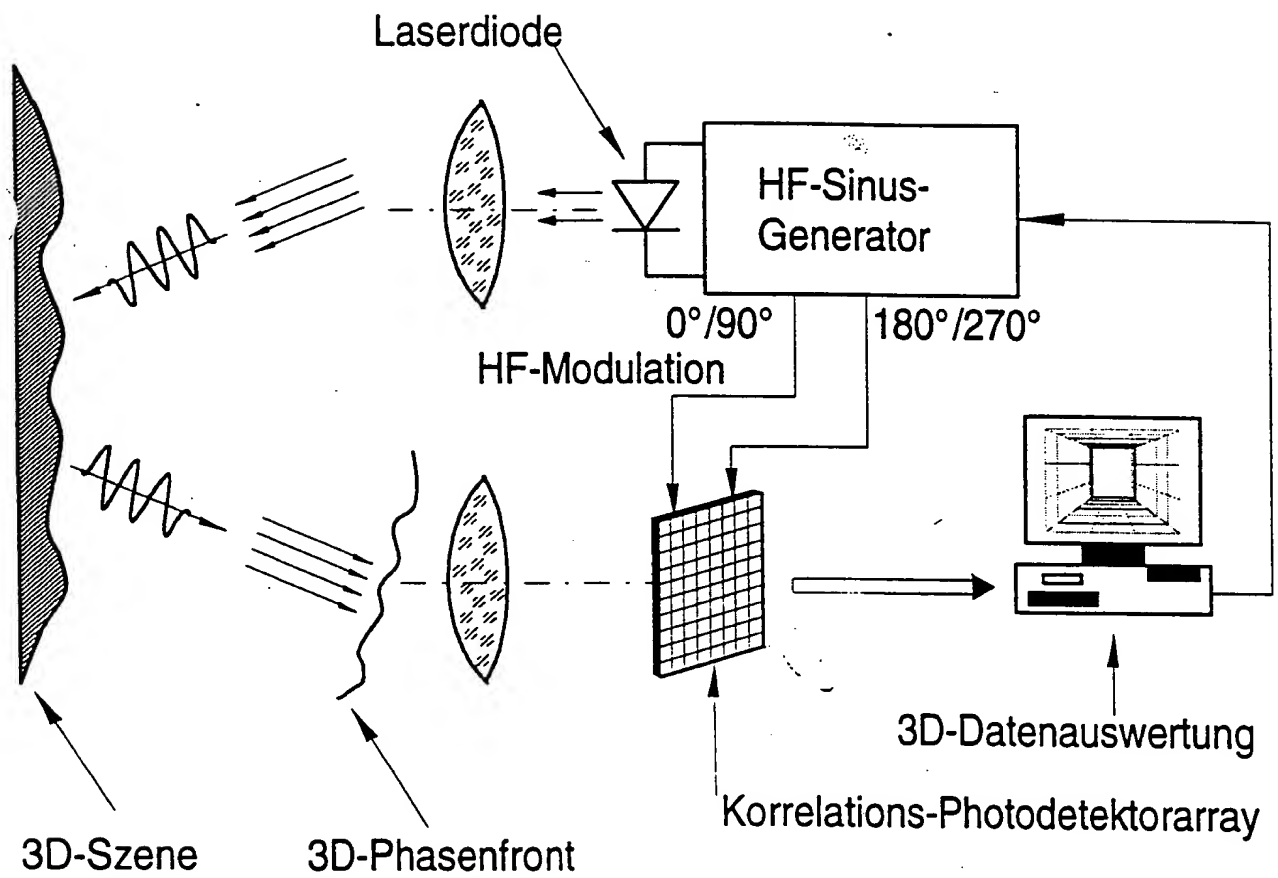
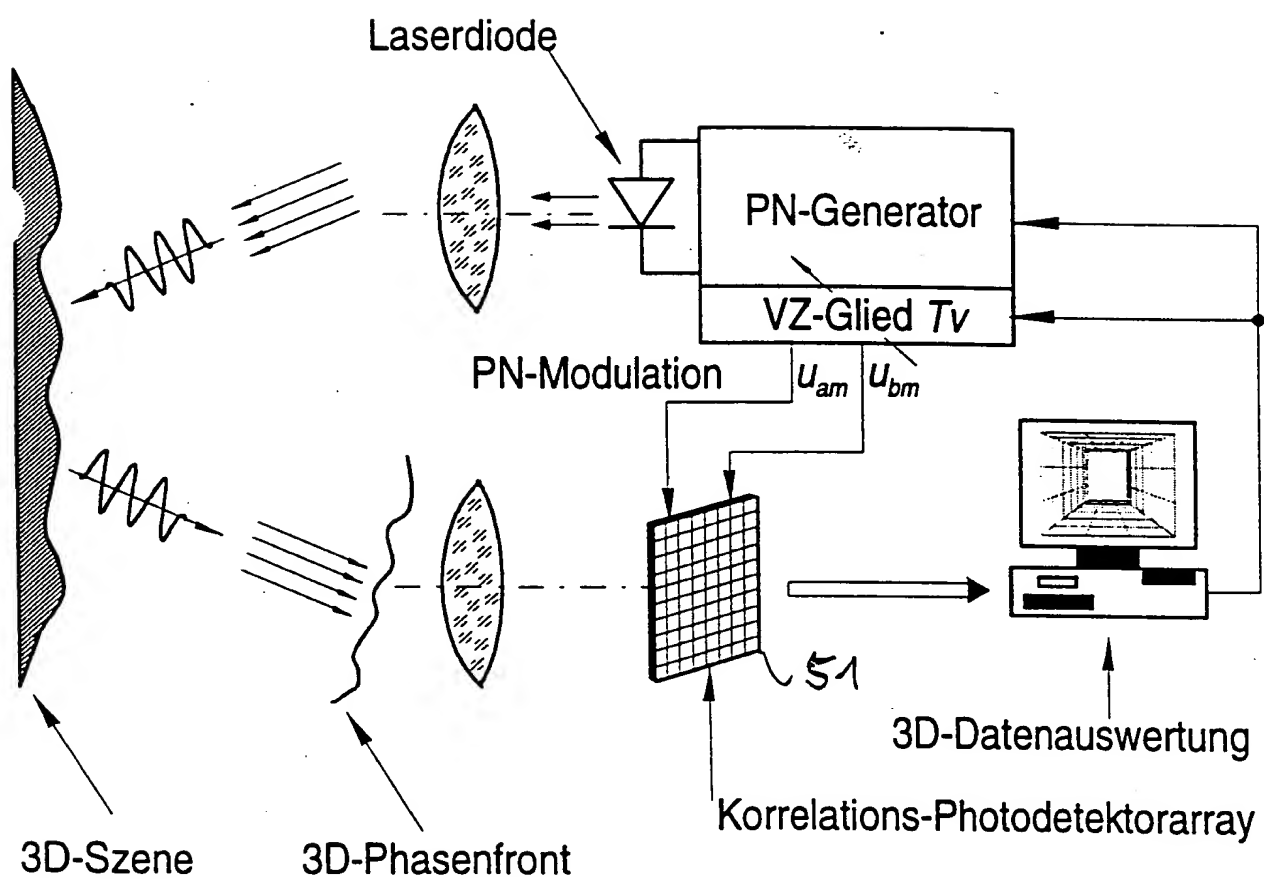


Fig. 11

**Fig. 12**

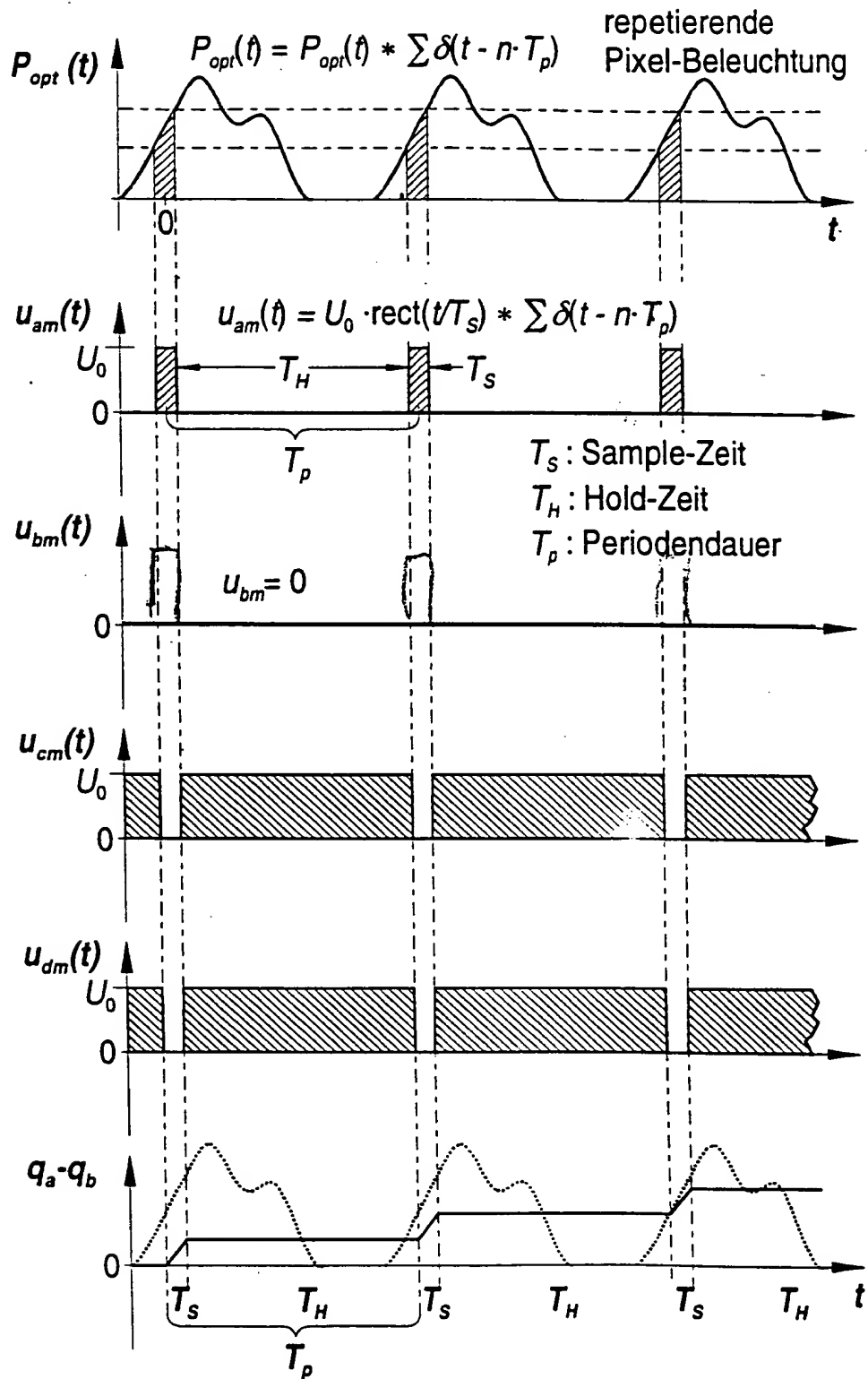


Fig. 13

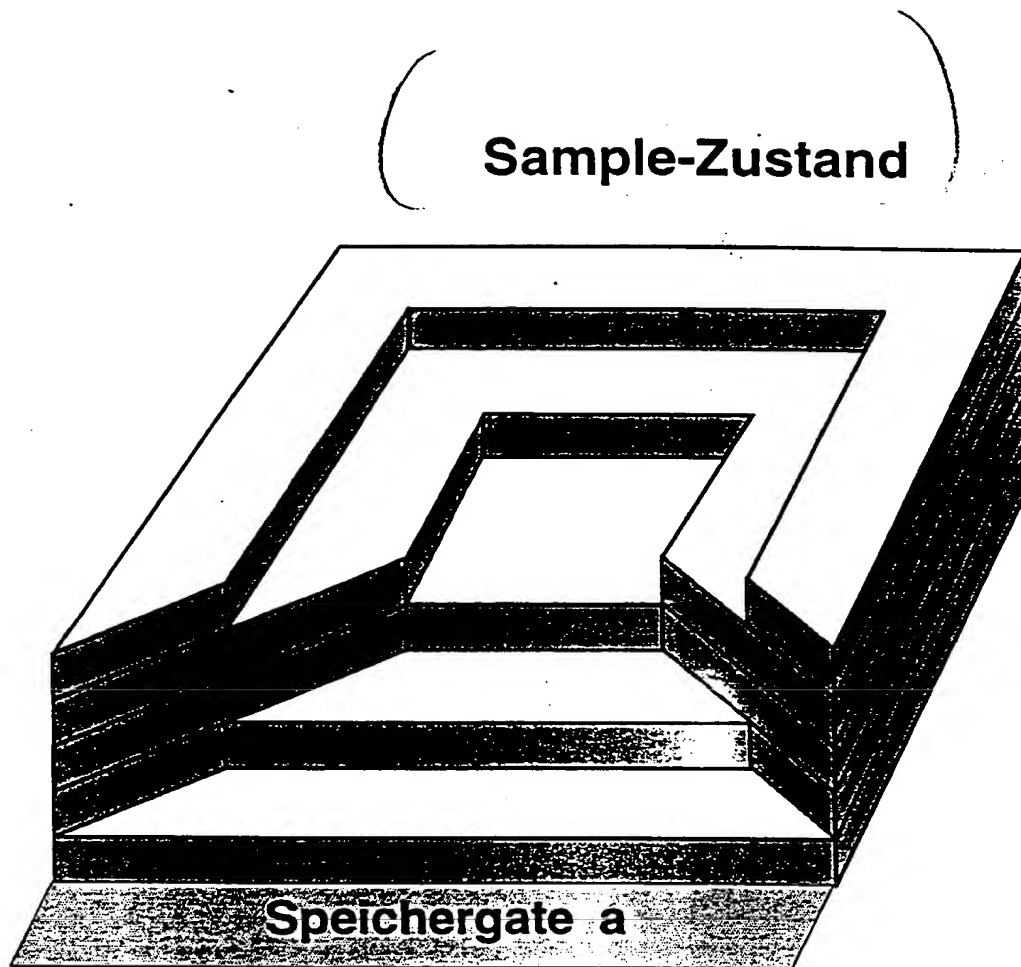


Fig. 14

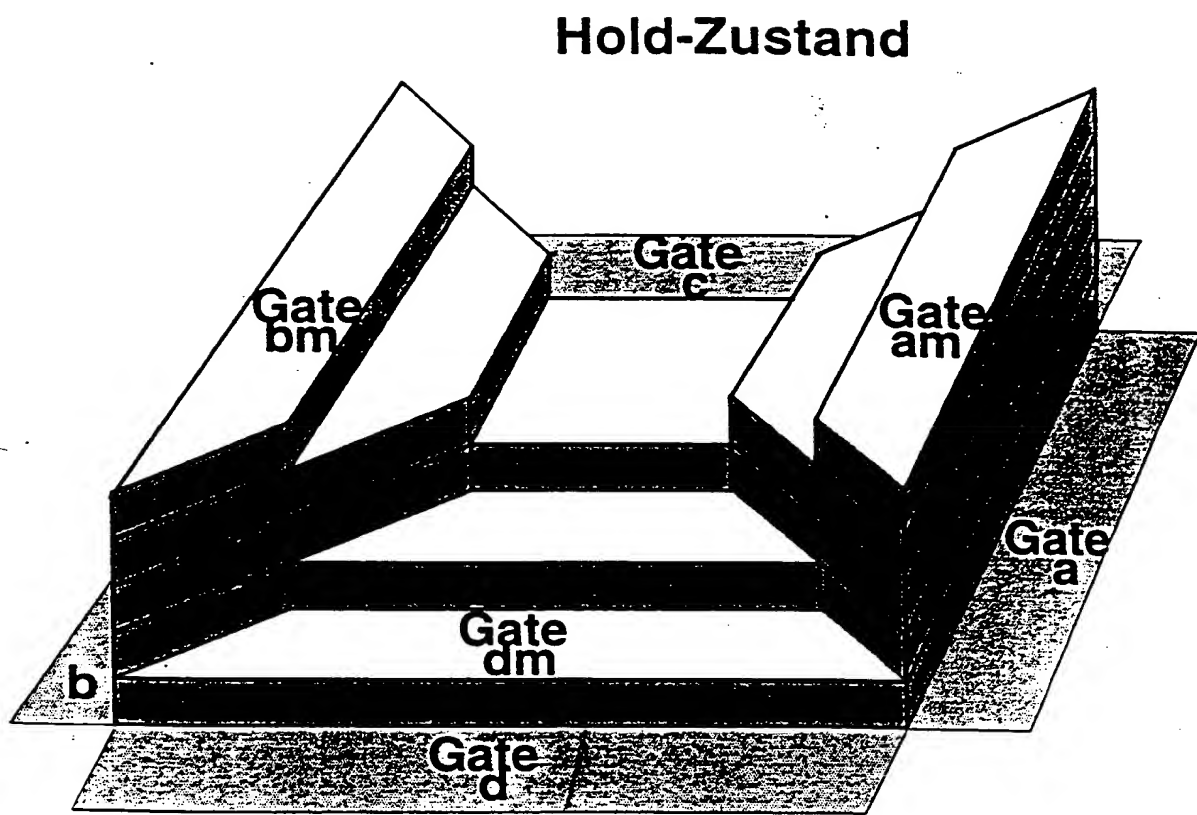


Fig. 15